

文章编号: 2095-4980(2024)12-1332-07

基于 InP 基 HEMT 器件的 D 波段倍频源设计

宋树田^a, 刘 军^b

(中国电子科技集团公司 a.第十五研究所, 北京 100083; b.第五十四研究所, 北京 100041)

摘 要: 传统太赫兹倍频源多采用混合集成电路的实现方式, 导致太赫兹倍频源存在体积大、封装损耗高、稳定性差等问题。采用栅长 $2 \times 25 \mu\text{m}$ 的磷化铟(InP)基高电子迁移率晶体管(HEMT)有源器件, 利用先进系统设计(ADS)原理仿真和电磁仿真(EM)联合仿真分析的方法设计了一款全单片集成的 D 波段倍频源。该倍频源采用倍频+放大的形式设计实现, 其中第一级为二倍频电路, 第二级采用放大电路。在 132~154 GHz 范围内, 当输入功率为 4.5 dBm 时, 输出功率大于 6 dBm, 基波抑制比优于 31 dBc, 三次谐波抑制比优于 36 dBc, 最大输出功率为 9 dBm@144 GHz, 对应的变频增益为 4.5 dB, 该倍频源的芯片面积约为 $3.1 \text{ mm} \times 1.3 \text{ mm}$ 。该设计为全单片集成的太赫兹源和实现小型化太赫兹源提供了新的选项。

关键词: D 波段(110~170 GHz); 磷化铟高电子迁移率晶体管(InP HEMT); 倍频源; 单片集成; 太赫兹源

中图分类号: TN432

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2024260

Design of a D-band frequency multiplier source on InP-based HEMT

SONG Shutian^a, LIU Jun^b

(a.The 15th Research Institute, Beijing 100083, China; b.The 54th Research Institute, Beijing 100041, China, China Electronics Technology Group Corporation)

Abstract: Traditional terahertz frequency doublers often utilize hybrid integrated circuits as implementation methods, leading to issues such as large size, high packaging loss, and poor stability. By employing an active device based on indium phosphide(InP) High Electron Mobility Transistors(HEMT) with a gate length of $2 \times 25 \mu\text{m}$, a fully monolithic integrated D-band frequency doubler is designed by using a combined simulation analysis method of Advanced Design System(ADS) and electromagnetic(EM) simulation. The frequency doubler is designed in the form of frequency doubling plus amplification, with the first stage being a frequency doubling circuit and the second stage using an amplification circuit. Within the range of 132~154 GHz, when the input power is 4.5 dBm, the output power is greater than 6 dBm, the fundamental wave suppression ratio is better than 31 dBc, the third harmonic suppression ratio is better than 36 dBc, and the maximum output power is 9 dBm@144 GHz, with a corresponding frequency conversion gain of 4.5 dB. The chip area of this frequency doubler is approximately $3.1 \text{ mm} \times 1.3 \text{ mm}$. This design provides a new option for fully monolithic integrated terahertz sources and the realization of miniaturized terahertz sources.

Keywords: D-band; InP High Electron Mobility Transistor(HEMT); frequency multiplier source; monolithic integration; terahertz source

太赫兹(Terahertz, THz)波通常指频率位于 100 GHz~10 THz(波长 30 μm ~3 mm)范围内的电磁辐射, 其覆盖了微波高频段、亚毫米波段以及红外低频段。太赫兹波综合了微波与光波的特点, 使太赫兹技术在太赫兹通信、太赫兹雷达、太赫兹成像以及微小目标探测等领域具有非常广的应用前景^[1-4]。太赫兹波的探测和产生技术是实现太赫兹技术应用的核心技术, 开展研究结构紧凑、体积小、可室温工作等特点的太赫兹源具有重要的学术意义和应用价值。目前实现太赫兹源的手段主要有光子学的方式和电子学的方式^[5-7]。基于光子学的太赫兹源技术主要存在功率输出低、能量转换不理想、难以室温工作等问题。基于电子学的太赫兹源可以分为基于二极管的

收稿日期: 2024-06-06; 修回日期: 2024-07-24

太赫兹源和基于有源晶体管太赫兹源。基于肖特基二极管的高频率、大功率容量的倍频源依然紧缺，采用宽禁带氮化镓(GaN)肖特基二极管的倍频源虽然能支持瓦量级功率馈入，但受限於散热而难以长时间连续工作的问题，多用于脉冲型雷达系统；采用太赫兹多管芯单片集成技术的倍频源在高功率下二极管热效应带来的倍频性能恶化是不可忽视的问题，同时多管芯之间不同阳极端口的散射参数差异也是限制功率输出的关键问题。随着基于 InP 基 HEMT 晶体管性能的提高，可实现太赫兹频段有源晶体管倍频器。基于有源晶体管实现的倍频源优点是带宽宽，转换效率高，较低的输入功率需求，且可以实现与放大电路的单片集成，进一步提高倍频源输出功率和稳定性。

本文旨在通过太赫兹有源晶体管设计实现 D 波段倍频源，采用栅长 $2\times 25\text{ }\mu\text{m}$ 的 InP 基 HEMT 有源器件，利用倍频+放大的电路结构，实现全单片集成的太赫兹源，提高太赫兹源的输出功率和稳定性。仿真结果显示：在 132~154 GHz 范围内，当输入功率为 4.5 dBm 时，输出功率大于 6 dBm，最大输出功率为 9 dBm@144 GHz，对应的变频增益为 4.5 dB。

1 InP 基 HEMT 器件及工艺

InP HEMT 器件异质结构示意图如图 1 所示。沿 x 轴器件结构分别为源极、栅极和漏极，其中肖特基接触通过栅极金属与宽禁带半导体形成，主要影响器件的击穿特性，同时调制势阱中二维电子气(Two Dimensional Electron Gas, 2DEG)浓度，源漏金属与半导体材料形成欧姆接触。沿 z 轴方向表示栅宽方向。现阶段，主要采用 T 型栅结构，短栅长可以有效提高器件截止频率，宽的栅帽可以减小栅寄生电阻。沿 y 轴方向为 InP 基 HEMT 器件的外延材料结构，由下向上依次为：InP 衬底层(Substrate)、钢铝砷 InAlAs 缓冲层(Buffer)、钢镓砷 InGaAs 沟道层(Channel)、InAlAs 隔离层(Spacer)、Si- δ 掺杂层、InAlAs 势垒层(Barrier)、InGaAs 帽层(Cap)以及钝化层等。

外延材料结构是决定器件性能和后续工艺改进的基础，本文采用分子束外延(Molecular Beam Epitaxy, MBE)的方法在 3 in 的 InP 衬底上进行材料的外延生长。为了能够满足电路工作频率的需求，采用 70 nm 栅长工艺进行器件加工，同时也保证了器件具有优异的性能。采用电子束光刻(Electron Beam Lithography, EBL)进行器件的加工，首先选用湿法腐蚀的方法进行器件的台面隔离，进行有源区隔离；其次采用非合金金属体系钛/铂/金(Ti/Pt/Au)来形成欧姆接触，比接触电阻率为 $1.3\times 10^{-7}\text{ }\Omega\cdot\text{cm}^{-2}$ ；最重要的工艺是栅极制造，包括栅极光刻、凹槽和金属化，本文肖特基栅为 T 型栅结构，利用电子束曝光的方法实现，源漏间距为 $2\text{ }\mu\text{m}$ ，偏源设计；最后，采用氮化硅对器件进行钝化。最终研制的器件实物如图 2 所示。

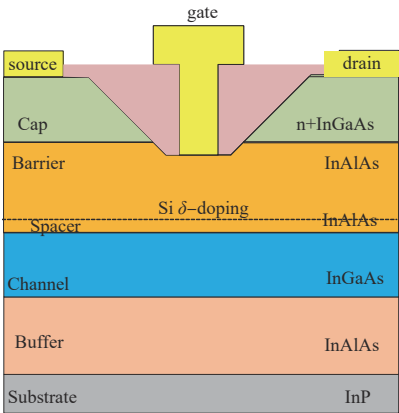


Fig.1 Schematic of the InP HEMT heterostructure
图 1 磷化钢高电子迁移率晶体管异质结构示意图

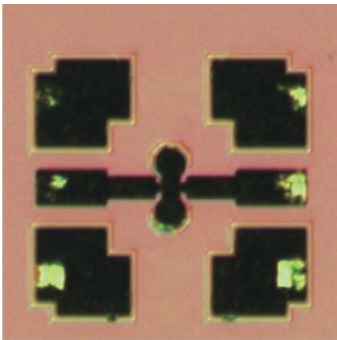


Fig.2 Photograph of the device
图 2 器件实物照片

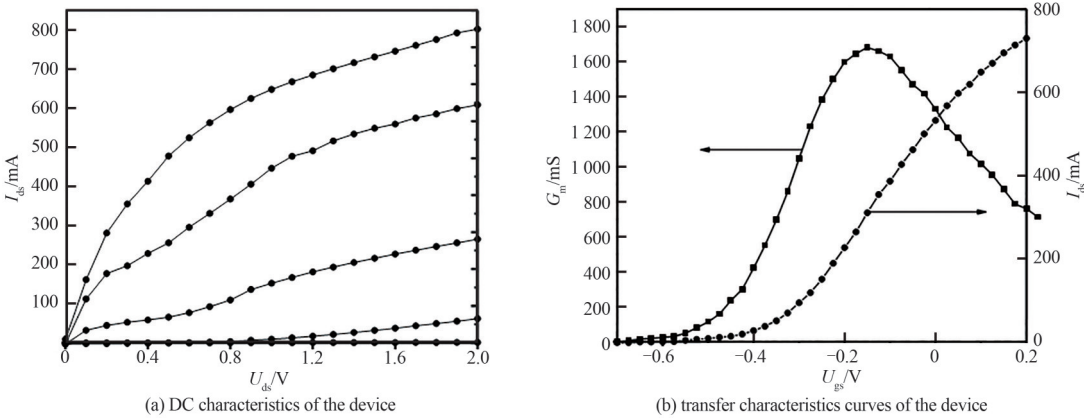


Fig.3 DC and transfer characteristics of the device
图 3 器件直流特性及其转移特性曲线

在不同栅源电压 U_{gs} 下, 沟道电流 I_{ds} 随漏源电压 U_{ds} 变化, 测试得到的电流-电压 (I - U) 特性曲线如图 3(a) 所示。测试范围: $U_{gs} = -0.6 \sim 0.2$ V, 步进 0.2 V; $U_{ds} = 0 \sim 2$ V。图 3(b) 展示了 $U_{ds} = 1.5$ V 时, 器件的跨导 (Transconductance) 和转移特性曲线, 器件的最大跨导 G_m 为 1 628 mS ($U_{gs} = -0.17$ V), 饱和沟道电流密度可达 890 mA/mm² ($U_{gs} = 0.2$ V)。霍尔测试 2DEG 浓度为 11 000 cm²/(V·S), 电子迁移率为 3×10^{12} cm²/V·s。

本文 S 参数的测试采用 0~110 GHz 全频段测试, 步进频率 0.1 GHz, 此时射频特性较为理想, 图 4 展示了器件电流增益 H21 和最大可用功率增益 (Maximum Available Gain, MAG)/最大稳定功率增益 (Maximum Stable Gain, MSG) 随频率变化曲线。将 H21 曲线按照 -20 dB 进行外推, 以获得器件电流增益截止频率 $f_T = 238$ GHz; MAG/MSG 曲线从 81.4 GHz 拐点处按照 -20 dB 外推, 获得器件最大振荡频率 $f_{max} = 381$ GHz。

电路设计需要器件建立精确的信号模型, 主要包括小信号模型和大信号模型。对于毫米波太赫兹器件, 需要在很宽的频率范围内建立信号等效电路模型, 模型中的参数需要满足全频段特性, 这样可以保证电路设计更加有效和准确。

小信号等效电路模型将直接影响大信号模型的精确度, 是建立大信号等效电路模型的基础。本文根据图 5(a) 所示拓扑图建立了 InP HEMT 器件的小信号等效电路模型, 图 5(b) 给出了测试和仿真 S 参数的对比, 测试频率为 1~110 GHz 全频段, 测试与仿真结果吻合较好。

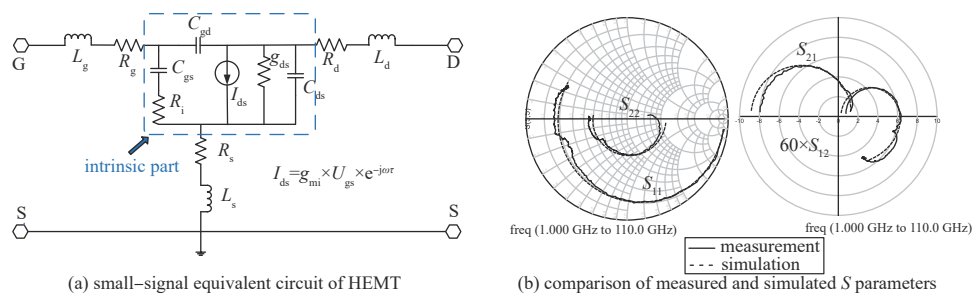


Fig.5 Small signal model of HEMT and S -parameters comparisons

图 5 HEMT 器件小信号模型及其 S 参数对比

大信号模型可以全面表征器件的直流特性、各个偏置点下的高频小信号 S 参数特性以及大信号谐波特性, 直流特性受偏置变化的影响。本文采用象征性定义的设备 (Symbolically Defined Devices, SDD) 方法建立了器件的大信号电路模型, 如图 6(a) 所示, 大信号模型拟合与实测结果的对比, 如图 6(b) 所示。图中方块代表 I - U 测试值, 实线表示非线性函数拟合值, 拟合结果和实测结果吻合良好, 表明模型具有较高的精确度。

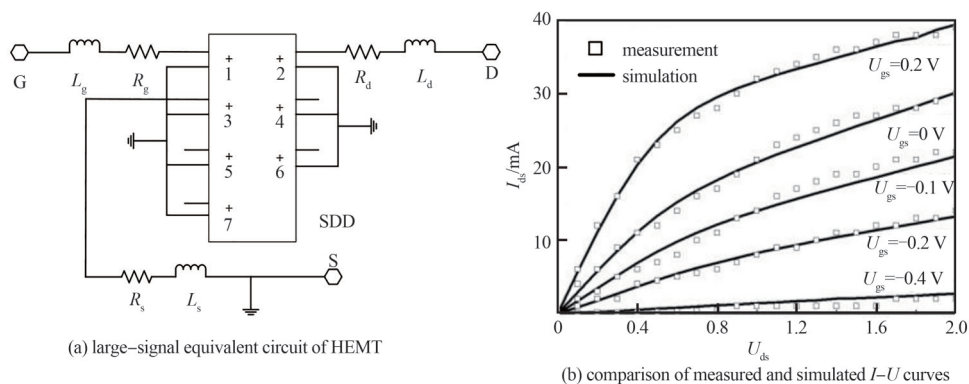


Fig.6 Large signal model of HEMT and I - U comparisons

图 6 器件大信号模型及其直流特性对比

2 电路设计

倍频器是通过非线性器件对输入的低频信号进行频率倍增，输出基波的 N 次谐波信号。本文所设计的 D 波段有源倍频源原理框图如图 7 所示，第一级采用有源倍频器，产生 D 波段的太赫兹信号，经过后级滤波放大电路后，使得 D 波段输出信号具有较高功率和较大的谐波抑制。

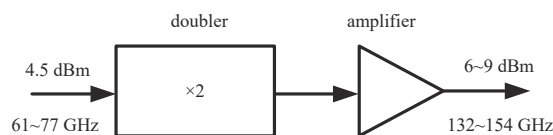


Fig.7 Structure block diagram of the frequency multiplier
图 7 倍频源芯片电路结构图

2.1 倍频器电路设计

倍频器为非线性元件，可作为二端口的元件进行分析，输出电流 I_0 与输入激励 v_i 可以表示为：

$$I_0 = f(v_i) \quad (1)$$

f 为器件的非线性变换函数：

$$I_0 = f(0) + f'(0)v_i + \frac{1}{2!}f''(0)v_i^2 + \frac{1}{3!}f'''(0)v_i^3 + \dots \quad (2)$$

将输入激励 $v_i = V_i \cos \omega_i t$ (其中 V_i 表示输入激励幅值， ω_i 表示输入信号频率) 代入式(2)可得：

$$I_0 = \left[f(0) + \frac{1}{4}f''(0)V_i^2 \right] + \left[f'(0)V_i + \frac{1}{8}f'''(0)V_i^3 \right] \cos \omega_i t + \frac{1}{4}f''(0)V_i^2 \cos 2\omega_i t + \frac{1}{24}f'''(0)V_i^3 \cos 3\omega_i t + \dots \quad (3)$$

由式(3)可以看出，经过非线性变换后的信号中，不仅有基波和直流信号，还存在有各次谐波分量。

有源二倍频器的原理如图 8 所示。为了有效地将基频频率 f_0 的输入信号转换到期望的输出频率 $2f_0$ ，电路在输入端针对基频信号做输入匹配，输出端针对 $2f_0$ 做输出匹配，以尽可能抑制无用信号，最大限度匹配有用信号。输入匹配主要实现减小对输入信号的损耗，以使输入信号能量最大馈入 HEMT 器件，同时还要实现对高次谐波信号的进入。输出匹配主要实现 $2f_0$ 信号的高效输出，同时抑制基波及谐波信号，提高倍频器抑制比。为了提高整体电路的稳定性，在输入和输出匹配网络中都采用了短截线形式。直流电源通过偏置网络馈电，该网络由电容和电阻网络组成，以确保在低频时稳定。

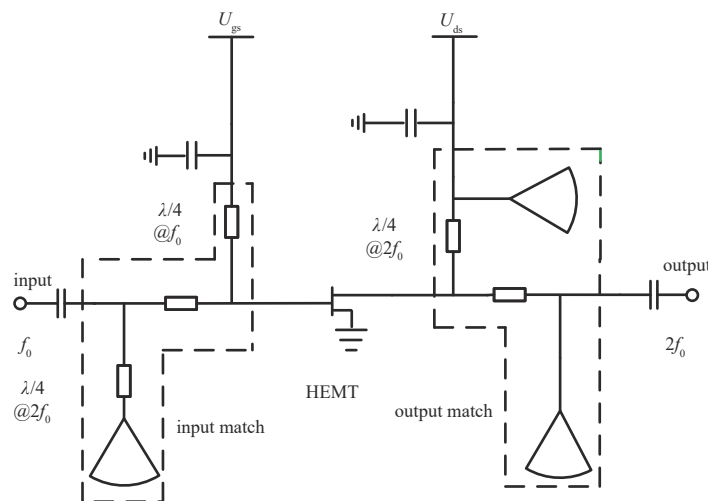


Fig.8 Schematic of frequency doubler
图 8 二倍频器原理框图

对于 HEMT 器件实现的倍频电路，为了减小电路输出的非线性失真，要设置合理的偏置电压。为了使非线性器件产生的谐波分量最大，偏置点接近器件的夹断电压，使器件工作在饱和区。本文采用 $2 \times 25 \mu\text{m}$ 的器件，漏极电压为 1.2 V，栅极电压为 -0.6 V，源漏电流 $I_{ds} = 12 \text{ mA}$ ，功耗约为 14.4 mW。

2.2 放大电路设计

为了尽可能提高 D 波段倍频源的输出功率，本文在倍频器的输出端级联了一级放大器，其电路拓扑结构如图 9 所示。为了发挥器件的最优性能，选择合适的器件工作点，设置合理的偏置网络是保证电路良好工作、确保

电路性能的关键。偏置网络主要起到稳压、恒流、射频扼流以及防自激等作用。本文选取的包括四分之一波长高阻微带线、扇形短截线、并联电阻电容(Resistor-Capacitance circuit, RC)网络以及 1 个串联电阻。采用四分之一波长高阻线与扇形接地电容形成射频短路,避免了射频信号对直流偏置电路的影响;RC 网络和串联电阻主要起到提高电路稳定性的作用;串联电阻虽然可以吸收部分泄露的低频信号,但是也会增加电路的功率损耗。为了简化电路的结构,降低设计难度,并获得较宽的匹配性能,本文在输入、输出级以及级间匹配均采用高低阻抗形式进行阻抗匹配。确定倍频源和放大器的电路结构之后,根据确定的阻抗值进行阻抗匹配,在先进系统设计(ADS)中进行原理仿真。

由于目前在片测试平台采用地-信号-地(Ground-Signal-Ground, GSG)探针的形式对芯片进行测试,因此为了满足在片测试的需求,芯片电路的端口要设计成 GSG 探针的形式, GSG 探针结构到 $50\ \Omega$ 微带线过渡结构也属于电路设计过程中的无源结构。过渡结构首先要满足 GSG 探针间距和宽度的要求,其次要尽可能减小因失配引起的回波损耗和插入损耗。按照测试探针规格,在 ADS 中对过渡结构进行仿真设计,如图 10(a)所示。仿真结果如图 10(b)所示,可以看出,该过渡结构在 D 波段内,回波损耗优于 15 dB,插入损耗优于 0.3 dB。因此,该过渡结构在 D 波段性能良好,可以作为芯片电路设计的测试端口。

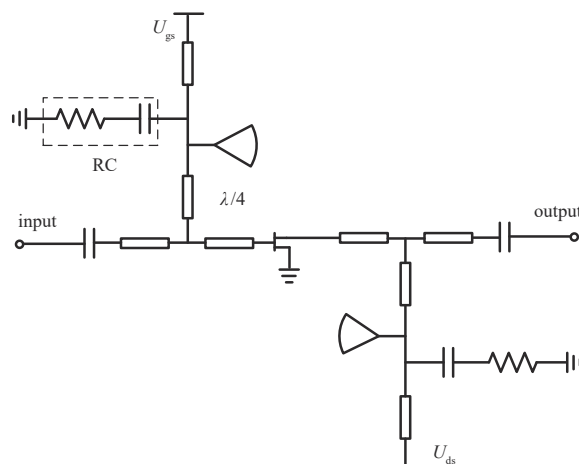


Fig.9 Schematic of amplifier
图 9 放大器电路原理框图

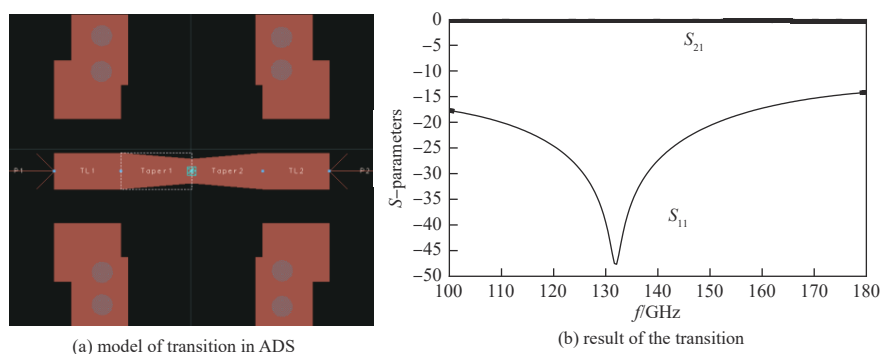


Fig.10 Model of transition and its simulation result
图 10 过渡模型及其仿真结果

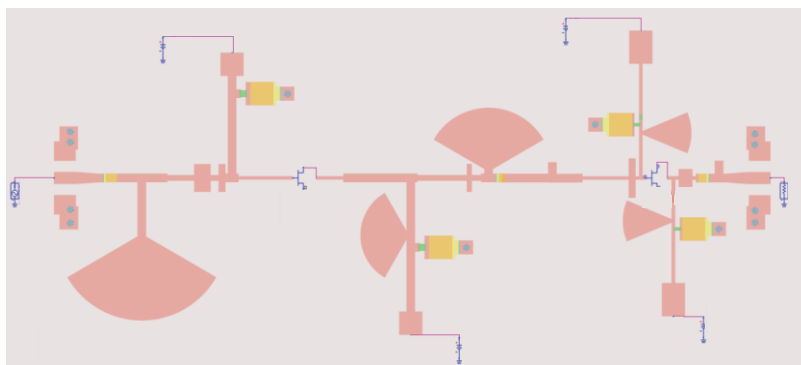


Fig.11 Circuit and Momentum EM co-simulation
图 11 电路 EM 联合仿真

随着频率的升高,在太赫兹频段,寄生效应、耦合效应以及分布参数效应变得更加明显,为了保证流片结果与仿真结果的一致性,对满足指标要求的原理图进行版图仿真。首先利用 ADS 中 Momentum 电磁场仿真软件对电路中关键元件以及连接线等无源结构进行仿真,随后将仿真结果与有源器件进行联合仿真,如图 11 所示。

如果仿真结果与预期存在偏差,如增益变差、频带偏移等现象,则调整无源结构参数之后,再进行仿真,如此反复,直到满足设计要求为止。本文放大器漏极电压为 1.4 V,栅极电压为 -0.3 V, $I_{ds}=14$ mA,功耗约为 19.6 mW。

3 结果分析

输出功率随频率的变化曲线如图 12 所示,在输入功率为 4.5 dBm 的情况下,电路在 132~154 GHz 的带宽范围内实现了大于 6 dBm 的输出功率,即获得了 15% 的 3 dB 带宽,144 GHz 时最大输出功率为 9 dBm,变频增益为 4.5 dB,直流功耗约 34 mW。输入功率为 4.5 dBm 时基波和三次谐波抑制比随输入频率的变化关系曲线如图 13 所示。可以看出,在 132~154 GHz 范围内,基波抑制比优于 31 dBc,三次谐波抑制比优于 36 dBc。

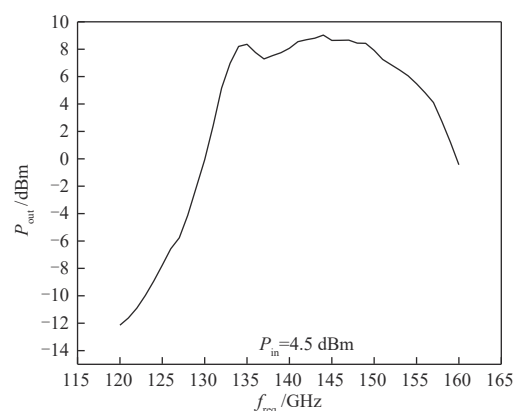


Fig.12 Output power as a function of frequency for a constant input power(P_{in}) of 4.5 dBm
图 12 输出功率随频率变化曲线($P_{in}=4.5$ dBm)

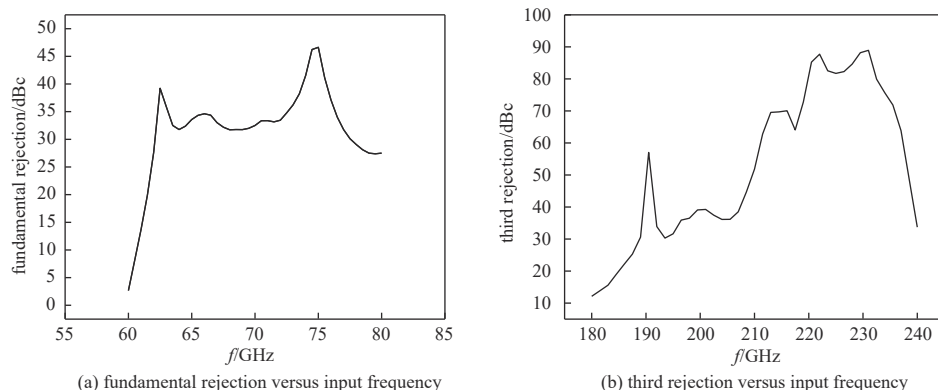


Fig.13 Fundamental and third rejection versus input frequency
图 13 基波和三次谐波抑制比随频率变化曲线

144 GHz 频点处输出功率随输入功率的变化曲线如图 14(a)所示。144 GHz 处转换增益随输入功率的变化曲线如图 14(b)所示。可以看出,输出功率随着输入功率的增加而增加,可达 9 dBm,然后由于饱和效应而降低;当输入功率为 0.5 dBm 时,电路的最大转换增益为 6.8 dB。当输入功率为 4.5 dBm 时,144 GHz 处的输出频谱情况如图 15 所示,可以看出,该设计具有良好的谐波抑制能力。

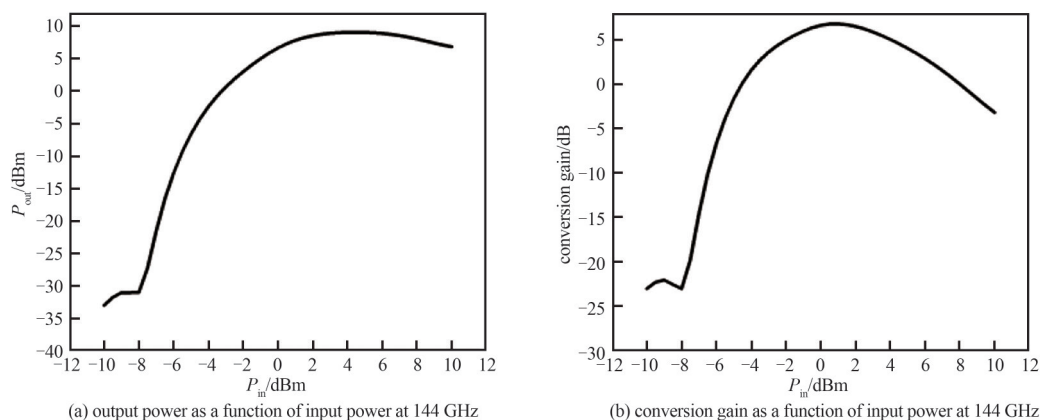


Fig.14 Output power and conversion gain as a function of input power at 144 GHz
图 14 输出功率和变频增益随输入功率变化曲线(144 GHz)

表 1 将本文结果与国内外不同工艺文献结果进行了对比。可以看出,本文设计的有源倍频器具有优良的输出

功率和谐波抑制能力，且变频增益高，倍频源性能较强。

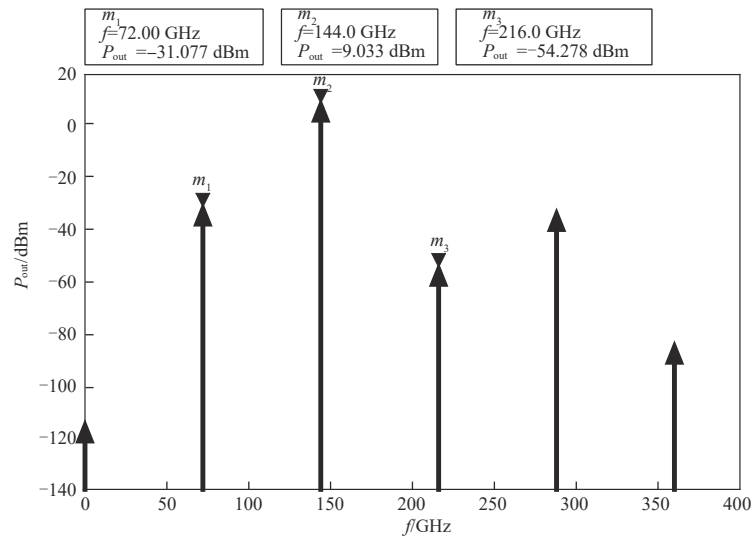


Fig.15 Output spectrum curves at 144 GHz
图 15 输出频谱曲线(144 GHz)

表 1 结果比较

Table1 Comparison of consequences

ref.	process	frequency/GHz	type	CG/dB	P_{out}/dBm	BW/%	harmonic rejection/dBc	area/ mm^2
[8]	40 nm CMOS	131.2~144.8	8	-2.48	-2.48	9.9	34.0	0.370 0
[9]	130 nm SiGe	129.0~171.0	4	-0.30	2.20	28.0	20.0	0.600 0
[10]	250 nm InP DHBT	120.0~158.0	2	-2.00	4.20	27.3	23.0	0.90×0.40
[11]	130 nm SiGe	117.5~155.0	12	11.00	3.50	27.3	24.5	1.44×0.65
[12]	Schottky diode	140.0~152.0	2	-15.30	4.70	8.2	—	—
this work	70 nm InP HEMT	132.0~154.0	2	4.50	9.00	15.3	31.0	3.10×1.30

4 结论

本文基于国内自主 InP HEMT 器件工艺，设计了一款 D 波段有源倍频源电路。该倍频源采用“倍频+放大”的电路结构形式，输出功率最高可达 9 dBm，最大变频增益为 6.8 dB，谐波抑制比优于 31 dBc。该设计具有高变频增益、输出功率，谐波抑制能力强的优势。与传统二极管倍频源相比，基于晶体管的倍频源可以获得较高的变频增益，且需要的驱动功率低，同时易于与后级放大电路实现单片集成，但是晶体管在太赫兹频段也存在着建模困难的问题。未来，通过工艺迭代以及准确的测试手段，获得准确的器件模型，提高电路设计的准确性，同时通过阻抗提取，实现倍频和放大器的一体化设计，减小芯片面积。

参考文献：

- [1] 孟田华,赵国忠,王浩航,等. 太赫兹无损检测在文物保护领域的研究进展[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2023,21(2):157-175. (MENG Tianhua,ZHAO Guozhong,WANG Haohang,et al. Research progress of terahertz nondestructive testing in the field of cultural relic[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2023,21(2):157-175.) doi:10.11805/TKYDA2022132.
- [2] 秦晓雨,邓彬,董俊,等. 太赫兹雷达直升机旋翼目标微动特性研究[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2023,21(3):317-324. (QIN Xiaoyu,DENG Bin,DONG Jun,et al. Micro-motion characteristics of helicopter blades based on THz radar[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2023,21(3):317-324.) doi:10.11805/TKYDA2022058.
- [3] BALZER J C. THz systems exploiting photonics and communications technologies[J]. IEEE Journal of Microwaves, 2023,3(1): 268-288. doi:10.1109/JMW.2022.3228118.

(下转第 1363 页)